

영구자석형 동기전동기의 저속도 영역에서 제어 성능 개선

(Improvement of Control Performance of PMSM in the Low Speed Range)

유재성 · 전범수 · 황선모 · 김연충 · 이상석 · 원충연*

(Jae-Sung Yu · Bum-Su Jun · Sun-Mo Hwang · Yuen-Chung Kim · Sang-Seok Lee · Chung-Yuen Won)

요 약

본 논문은 축소차원 상태방정식을 사용한 전차원 관측기를 이용하여 저속도 영역에서의 운전 성능 개선방법을 제안하였다. 축소차원 상태방정식을 사용한 전차원 관측기는 간단한 모터속도 및 외란토크 관측기이다. 제안한 알고리즘은 약 1.9[rpm]의 저속도에서 매우 안정적인 결과를 보였다. 모터구동 시스템에서 외란토크는 저속도 영역에서 속도제어 성능을 저하시킨다. 제안한 알고리즘은 모터속도와 외란토크를 모두 추정한다. 추정된 외란 토크는 속도제어기의 출력에 전향보상 값으로 사용되며, 그 결과 저속도 영역(1.9rpm)에서 부하토크 응답특성이 향상된 것을 확인하였다.

Abstract

In this paper, improvement method of control performance by a full-order observer using reduced-order state equation is proposed in the low speed range. Full-order observer using reduced-order state equation is the motor speed and the disturbance torque observer. The proposed algorithm is very stable in the low speed range about 1.9[rpm]. The disturbance torque in the motor drive system degrades speed control performance in the low speed range. The proposed algorithm estimated both motor speed and disturbance torque. The estimated disturbance torque is used as a feedforward value in output of the speed controller. As a result, it improves the response of load torque in the low speed range(1.9rpm).

Key Words : Permanent-magnet synchronous motor, Full-order observer, Low speed range

1. 서 론

현재 산업 분야에서 유도전동기가 일반적으로 사용되고 있다. 하지만 낮은 효율, 크기, 제어의 복잡성

때문에 유도전동기보다 우수한 영구자석형 동기 전동기에 대한 관심이 커지고 있다.

이에 따라 효율이 높고, 크기가 작고, 제어 면에서 유도전동기 보다 우수한 영구자석형 동기전동기가 최근 여러 산업 분야에 적용되고 있다[1].

영구자석형 동기전동기는 영구자석을 부착하는 방식에 따라서 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM), 표면부착형 영구자석 동기전동기

* 주저자 : 성균관대학교 정보통신공학부 교수

Tel : 031-290-7115, Fax : 031-290-7179

E-mail : won@yurim.skku.ac.kr

접수일자 : 2004년 8월 11일

1차심사 : 2004년 8월 13일

심사완료 : 2004년 9월 1일

(SPMSM)로 나눌 수 있다.

본 논문에서는 표면부착형 영구자석 동기전동기를 사용하였다.

표면부착형 영구자석 동기전동기의 속도 검출방법은 펄스카운트 방식(M-method)과 가변샘플링 방식(M/T-method)이 사용되고 있다.

펄스카운트 방식은 엔코더의 분해능에 따라서 속도 오차가 존재하고, 가변샘플링 방식은 펄스카운트 방식보다 시스템이 복잡하고 계산양이 많아지는 단점이 있다.

특히 두 방식 모두 외란의 영향을 받기 때문에 저속도에서 외란에 의한 속도응답 특성이 떨어진다[2][3].

본 논문에서는 절대 엔코더를 사용하여 회전자 위치를 검출하고, 시간에 대해서 회전자 위치의 변화를 측정하여 속도를 계산하는 펄스카운트 방식을 채택하였다.

저속도에서 외란(부하토크)에 의해 속도응답 특성이 떨어지는 점을 개선하기 위해 축소차원 상태모델 방정식으로 구현된 전차원 관측기를 제안하였다.

시뮬레이션 및 실험의 성능을 검증하기 위하여 저속영역에서 무부하 및 부하시험을 하였다. 시뮬레이션 및 실험에 사용된 절대 엔코더는 회전자의 위치를 8192(13[bit])로 검출할 수 있다.

실험결과에서 정격속도의 1[%]인 1.9[rpm]에서 정상상태 및 과도상태에서 안정적인 운전을 할 수 있고, 부하토크인 외란토크를 추정하여 전향보상 할 경우에는 속도 변동 폭이 줄어들었다.

제안한 알고리즘을 펄스카운트 방식과 비교하였을 때 더욱더 향상된 성능을 보였다.

2. 속도 측정을 위한 시스템 모델[2]

전동기에 엔코더를 포함한 전동기의 기계적인 시스템 모델링은 그림 1과 같이 표현할 수 있다.

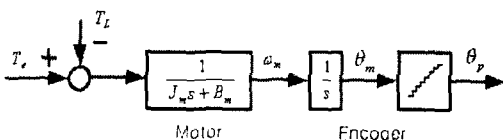


그림 1. 기계적인 시스템 모델
Fig. 1. Modeling of mechanical system

기계적인 시스템의 동적방정식은 식 (1)과 같이 표현된다.

$$T_e = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m + T_L \quad (1)$$

여기서, ω_m : 회전자 기계 각속도(rad/sec)

J_m : 관성 모멘트 ($kg - m^2$)

B_m : 마찰계수 ($Nm/(rad/sec)$)

T_e : 구동 토크 (Nm)

T_L : 부하 외란 (Nm)

절대 엔코더는 회전자의 절대 위치 검출기이므로 기계계의 출력은 위치 정보이고 회전자의 속도는 회전자위치의 차이로부터 계산된다.

따라서 기계계의 출력은 위치이므로 속도는 식 (2)로 표현된다.

$$\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt} \quad (2)$$

여기서, θ_m : 회전자의 각 위치(rad)

외란의 변화는 제어기의 샘플링 주기에 비해 매우 낮으므로 부하 토크는 일정하며 그 미분값은 식 (3)과 같이 0으로 볼 수 있다[2].

$$\frac{dT_L}{dt} = 0 \quad (3)$$

식 (1), (2), (3)으로부터 상태방정식을 표현하면 식 (4)와 같다.

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu, \quad y = Cx \quad (4)$$

여기서

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{B_m}{J_m} & -\frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [1 \ 0 \ 0], \quad x = \begin{bmatrix} \theta_m \\ \omega_m \\ T_L \end{bmatrix}, \quad y = \theta_m, \quad u = T_e$$

여기에서 입력 변수는 전동기 토크 T_e 이며 상태 변수로는 기계적 각속도 ω_m , 기계적 각위치 θ_m 그리고 외란 T_L 가 되고 출력 변수는 기계적 각 위치 $y = \theta_m$ 가 된다.

이 상태 방정식으로부터 관측기를 구성하려면 가관측성을 확인할 필요가 있다.

가관측성을 확인하기 위해 가관측성 행렬을 구해보면 식 (5)와 같다.

$$W_0 = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{B_m}{J_m} & -\frac{1}{J_m} \end{bmatrix} \quad (5)$$

식 (5)로부터 $rank(W_0) = 3$ 이므로 이 시스템은 관측 가능하다.

3. 관측기에 의한 저속도 속도추정

전동기 구동시스템의 제어를 구성할 때 필요한 상태변수를 케환하여 사용하는 것이 필요한 경우가 있다. 그러나 모든 상태변수를 측정할 수 없다.

이 장에서는 측정된 상태변수로부터 시스템에서 필요로 하는 다른 상태변수를 추정하는 방법과 본 논문에서 제안한 축소차원 상태방정식을 이용한 전차원 관측기의 속도 추정에 대해서 기술한다.

3.1 전차원 관측기[3]-[5]

상태변수를 추정하는 한 가지 방법으로 시스템 방정식을 그대로 사용하여 표시할 수 있다.

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu \quad (6)$$

여기서 \hat{x} 는 실제 변수 x 의 추정값이다. 시스템 상수 A 와 B , 시스템 입력 $u(t)$ 를 알고 있으므로

정확한 상태변수의 초기치 $x(0)$ 를 알고 있으면, 추정값의 초기값 ($\hat{x}(0)$)을 실제 상태변수의 초기값 ($x(0)$)으로 설정함으로써, 만족스러운 관측기를 구성할 수 있다.

그러나 관측기를 구성하는 상태변수의 초기치를 정확하게 알 수 없기 때문에 추정된 상태변수의 값은 실제 상태변수의 값을 정확하게 추정할 수 없게 된다.

또한 상태변수의 초기치가 잘못된 경우, 추정오차는 점차적으로 증가하거나 너무 느리게 영으로 수렴하기 때문에 실제로 사용할 수 없게 된다. 그러므로 추정오차를 더 빨리 영으로 수렴시켜 의미 있는 상태추정을 하기 위해서는, 추정된 상태와 측정된 상태의 오차를 케환하여 이 오차로부터 상태 추정 모델을 연속적으로 수정해 나가는 것이 필요하다.

이와 같은 방법이 그림 2에 나타나 있고 다음 식 (7)과 같은 방정식으로 표현할 수 있다.

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}) \quad (7)$$

여기서 L 은 비례이득으로 만족스러운 추정오차 특성을 얻기 위해서 설계되는 값이다.

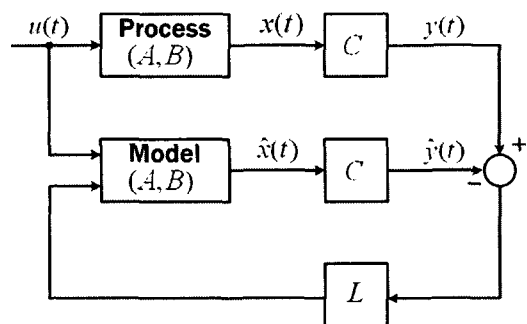


그림 2. 전차원 상태관측기 블록 선도
Fig. 2. Full-order observer block diagram

식 (7)에서 특성방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$\det[sI(A - LC)] = 0 \quad (8)$$

작은 모델링 오차와 외란 입력이 있는 경우라도, 시스템을 안정하게 하고 오차를 허용할 만큼 작게

영구자석형 동기전동기의 저속도 영역에서 제어 성능 개선

계산하면 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$sI - (A - LC) = \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{B_m}{J_m} - l_1 & -\frac{1}{J_m} \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} s + \frac{B_m}{J_m} + l_1 & \frac{1}{J_m} \\ l_2 & s \end{bmatrix}$$

$$\det[sI - (A - LC)] = s^2 + (\frac{B_m}{J_m} + l_1)s - \frac{1}{J_m} l_2 = 0 \quad (12)$$

식 (9)를 정리하면 식 (13)으로 표현할 수 있다.

$$(s - \beta_1)(s - \beta_2) = s^2 - (\beta_1 + \beta_2)s + \beta_1\beta_2 = 0 \quad (13)$$

식 (12)와 식 (13)을 비교하여 비례이득 l_1, l_2 를 식 (14)와 같이 구할 수 있다.

$$l_1 = -(\beta_1 + \beta_2) - \frac{B_m}{J_m}$$

$$l_2 = -\beta_1\beta_2 J_m \quad (14)$$

비례이득을 식 (14)와 같이 구하고, 이를 식 (11)에 대입하면 본 논문에서 추정하고자 하는 속도 (ω_m) 및 외란 토크 (T_L)를 추정할 수 있다.

그림 3은 시뮬레이션 및 실험에 사용된 제어기 블록도이다.

추정된 속도 ($\hat{\omega}_m$)는 속도제어기의 피드백 값으로 사용되고, 추정된 부하 토크 (\hat{T}_L)가 속도제어기의 부하를 덜어 주기 위하여 전향 보상으로 속도 제어기 출력에 더해진다.

4. 시뮬레이션

본 논문에서는 저속도에서의 운전 특성을 알아보기 위해 Matlab의 Simulink를 이용하여 시뮬레이션 하였다.

M-file은 파라미터 및 이득 값으로 시뮬레이션시 보다 쉽게 값을 변환하거나 전동기의 전반적인 제어기 이득 값을 쉽게 바꾸기 위해서 사용되었다.

그림 4는 본 논문에서 제안한 알고리즘을 검증하

기 위해서 Matlab을 이용한 전체 시뮬레이션 블록도이다.

그림 4의 블록도를 보면 속도 제어기의 피드백 값으로 추정된 속도를 사용한다. 속도제어기의 부하를 덜어주기 위해서 추정된 부하 토크를 전향 보상하여 속도제어기 출력에 더해준다.

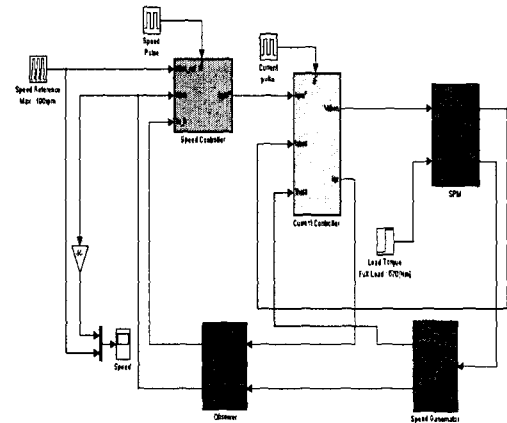


그림 4. 제안한 방식의 시뮬레이션 블록선도
Fig. 4. Simulation block diagram of the proposed method

전류제어 주기는 200[μs]이고, 속도제어 주기는 2[ms]로 하였다.

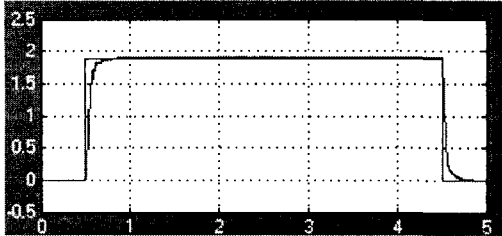
시뮬레이션과 실험에 사용한 전동기 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. 전동기 파라미터
Table 1. Motor parameters

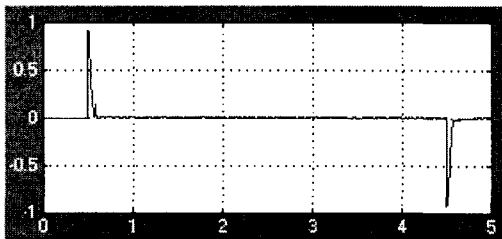
구 분	Parameters
정격 출력	13.3 kW
정격 속도	190 rpm
정격 토크	670 Nm
정격 전류	27.2 A
극 수	24극
전기자 저항	0.466Ω
전기자 인덕턴스	12.975mH
관성 모멘트	2.8 kg · m ²
엔 코 더	Absolute 8192(13[bit])

그림 5와 그림 6은 펄스카운트 방식으로 속도를

측정하였을 경우에 1.9[rpm]에서 무부하 및 부하 실험파형이다.

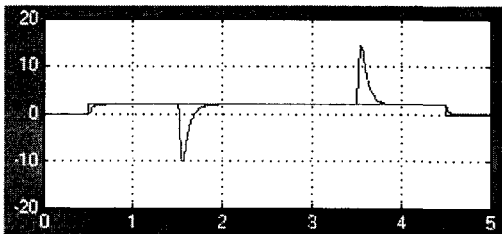


(a) Speed reference and speed response waveform(0.5(rpm/div), 1(s/div))

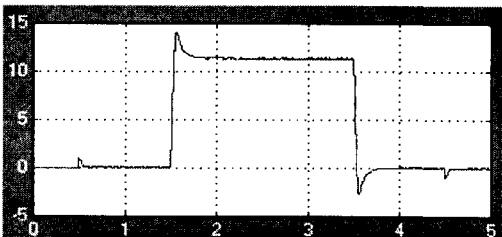


(b) Q-axis current waveform (0.5(A/div),1(s/div))

그림 5. 펄스카운트 방식을 이용한 시뮬레이션(무부하)
Fig. 5. Simulation using M-method (No load)

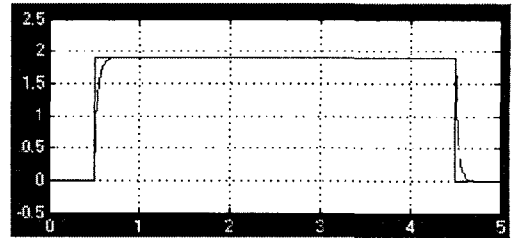


(a) Speed reference and speed response waveform(0.5(rpm/div), 1(s/div))

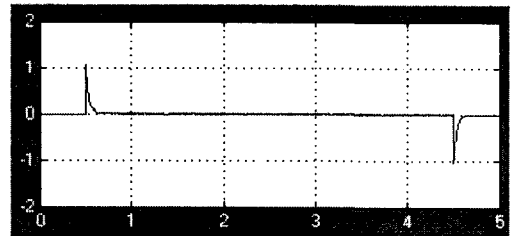


(b) Q-axis current waveform (5(A/div),1(s/div))

그림 6. 펄스카운트 방식을 이용한 시뮬레이션(30%부하)
Fig. 6. Simulation using M-method (30% load)



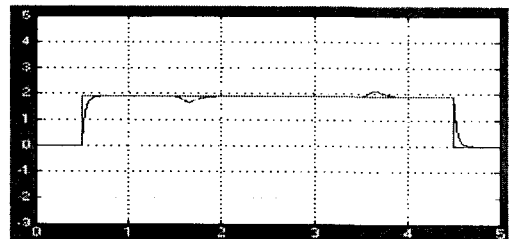
(a) Speed reference and speed response waveform(0.5(rpm/div), 1(s/div))



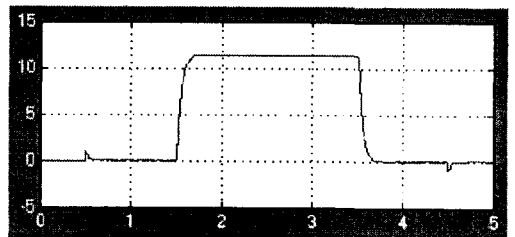
(b) Q-axis current waveform (1(A/div),1(s/div))

그림 7. 제안한 방식의 시뮬레이션(무부하)

Fig. 7. Simulation of the proposed method(No load)



(a) Speed reference and speed response waveform(1(rpm/div), 1(s/div))



(b) Q-axis current waveform (5(A/div),1(s/div))

그림 8. 제안한 방식의 시뮬레이션(30%부하)

Fig. 8. Simulation of the proposed method(30% load)

그림 5(a)는 펄스카운트 방식으로 속도를 측정하

영구자석형 동기전동기의 저속도 영역에서 제어 성능 개선

여 무부하 상태에서 지령속도를 0.5초에서 1.9[rpm], 다시 4.5초에서 0[rpm]으로 속도를 인가하였을 경우 속도응답 파형이다.

그림 5(b)는 이때 발생하는 토크성분 전류인 Q축 전류파형이다. 그림 5(a)에서는 정상상태에서 오차가 발생함을 알 수 있다.

그림 6(a)는 그림 5(a)와 동일한 조건 일 때 정상 상태에서 부하를 정격 토크의 30[%]인 200[Nm]을 1.5초에서 인가하였다가 3.5초에서 제거하였을 경우에 속도 응답파형이다. 그림 6(b)는 이러한 조건하에서의 토크성분전류인 Q축 전류파형이다. 그림에서 알 수 있듯이 속도 변동 폭이 약 10[rpm]정도 발생하고, 회복시간이 약 0.3초가 걸림을 알 수 있다.

그림 7과 그림 8은 제안한 알고리즘으로 속도를 추정하고 부하가 외란 토크로 추정이 되는데 이 값을 전향 보상하여 1.9[rpm]에서의 무부하 및 부하 시 물레이션 파형이다.

그림 7(a)는 제안한 방식으로 속도를 추정하여 무부하에서 지령속도를 0.5초에서 1.9[rpm], 다시 4.5초에서 0[rpm]으로 속도를 인가하였을 경우 속도응답 파형이고, 그림 7(b)는 이때 발생하는 토크성분 전류인 Q축 전류파형이다. 그림 7(a)에서는 정상상태 오차가 발생하지 않음을 알 수 있다.

그림 8(a)는 그림 7(a)와 동일한 조건 일 때 정상 상태에서 부하를 정격 토크의 30[%]인 200[Nm]을 1.5초에서 인가하였다가 3.5초에서 제거하였을 경우에 속도 응답파형이다. 그림 8(b)는 이러한 조건하에서의 토크성분전류인 Q축 전류파형이다. 그림에서 알 수 있듯이 속도 변동 폭이 약 0.5[rpm]정도 발생하고, 회복시간이 약 0.3초가 걸림을 알 수 있다.

펄스카운트 방식을 이용한 시뮬레이션은 부하 인가시 실제 속도 변동 폭이 커짐을 알 수 있었다. 반면에 제안한 방식을 적용한 경우에는 실제 속도 변동 폭을 작게 할 수 있음을 실험에 앞서 검증하였다.

5. 실험 시스템 구성 및 실험 결과

5.1 실험 시스템 구성

그림 9는 실험에 사용된 영구자석형 동기전동기 저속도 제어의 실험장치 구성도이다. 실험 시스템은

IGBT PWM 인버터, 영구자석형 동기전동기, 다이 나모 시스템, DSP 제어 보드로 구성을 하였다.

퍼스널 컴퓨터는 제어 프로그램 다운로드 및 변수 모니터링에 사용되었다.

추정값과 측정값은 D/A 컨버터를 이용하여 오실로스코프로 관찰된다.

본 논문의 실험은 TI사의 고성능 DSP인 TMS320C31-50MHz를 사용하였으며, 30[kW]의 직류 모터를 실험대상 영구자석형 동기전동기에 직렬로 연결하여 다이 나모 제어기를 이용하여 부하 실험을 하였다.

PWM 스위칭 주파수는 8[kHz], 전류제어기의 샘플링 시간은 200[μs]이고, 전류제어 주기동안 회전자 위치와 속도계산 및 제안한 속도추정 알고리즘이 수행된다.

속도제어 주기는 2[ms]이고, 속도제어기는 2자유도를 가지는 PI-IP 혼합형 제어기를 사용한다.

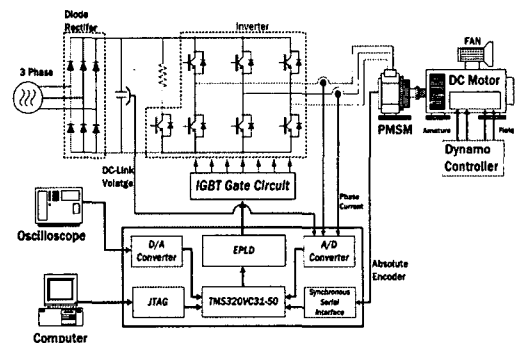


그림 9. 실험 시스템 구성도
Fig. 9. Configuration of experimental system

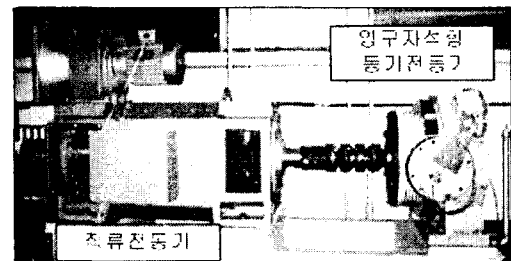


그림 10. 실험에 사용된 MG세트
Fig. 10. MG set used experiments

실험 대상 동기모터는 독일 Wittur사의 Gearless

Lift Machines인 WSG-06.3(13.3[kW]) 모델과 Heidenhain 사의 ECN1313(SSI Type, 13[bit], 8192 Pulse) 절대 엔코더를 사용하였다.

그림 10은 현재 차세대 엘리베이터 구동용으로 사용되고 있으며 부하실험을 하기위하여 직류전동기와 연결한 MG세트를 보여준다.

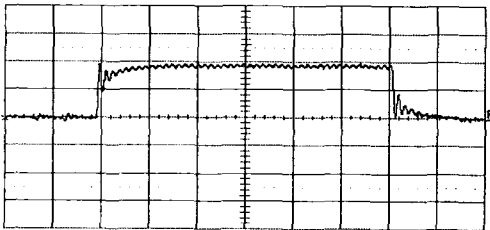
5.2 실험결과

제안한 알고리즘의 성능은 다음의 실험 결과를 통하여 검증하였다.

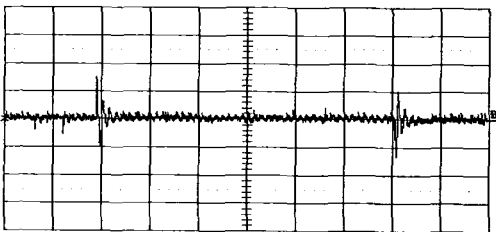
그림 11과 그림 12는 펄스카운트 방식으로 속도를 측정하였을 경우에 1.9[rpm]에서 무부하 및 부하 실험파형이다.

그림 11(a)는 펄스카운트 방식으로 속도를 측정하여 무부하 상태에서 지령속도를 0[rpm]에서 1.9[rpm], 다시 0[rpm]으로 인가하였을 경우 속도응답 파형이고, 그림 11(b)는 이때 토크성분전류인 Q축 전류파형이다.

그림 11(a)에서는 정상상태에서 약 0.2[rpm]정도의 리플 및 과도상태에서의 진동이 발생함을 알 수 있다.



(a) Speed response waveform(1[rpm/div], 1[s/div])

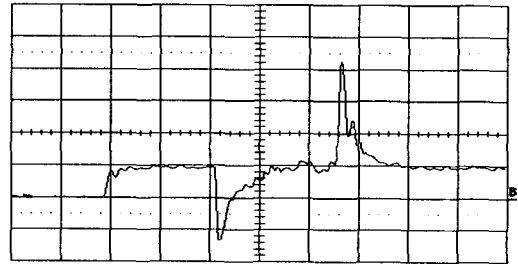


(b) Q-axis current waveform (1[A/div], 1[s/div])

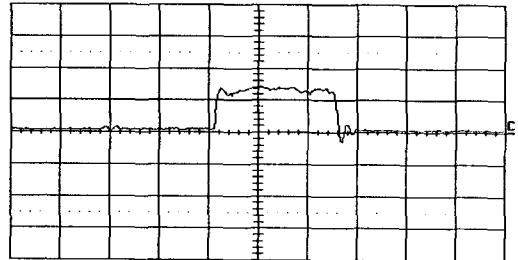
그림 11. 펄스카운트 방식의 실험(무부하)
Fig. 11. Experiment using M-method(No load)

그림 12(a)는 그림 11(a)과 동일한 조건 일 때 정상상태에서 부하를 정격 토크의 30[%]인 200[Nm]을 인가하였다가 제거하였을 경우에 속도 응답파형이다. 그림 12(b)는 이러한 조건하에서의 토크성분전류인 Q축 전류파형이다.

그림 12(a)에서는 속도 변동 폭이 약 6[rpm]정도 발생하고, 회복시간이 약 1.5초가 걸림을 알 수 있다.



(a) Speed response waveform(2[rpm/div], 1[s/div])



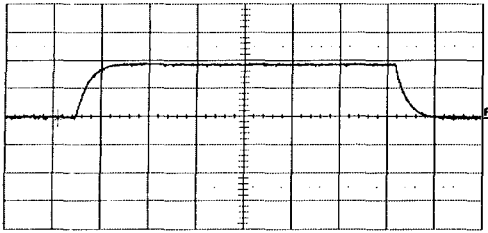
(b) Q-axis current waveform (5[A/div], 1[s/div])

그림 12. 펄스카운트 방식을 이용한 실험(30[%]부하)
Fig. 12. Experiment using M-method(30% load)

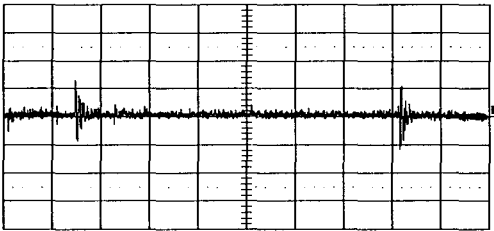
그림 13과 그림 14는 제안한 알고리즘으로 속도를 추정하고 부하가 외란 토크로 추정이 되는데 이 값을 전향 보상하여 1.9[rpm]에서의 무부하 및 부하 실험 파형이다.

그림 13(a)는 제안한 방식으로 속도를 측정하여 무부하 상태에서 지령속도를 0[rpm]에서 1.9[rpm]으로 다시 0[rpm]으로 인가하였을 경우 속도응답 파형이고, 그림 13(b)는 이때 토크성분 전류인 Q축 전류 파형이다.

그림 13(a)에서는 정상상태 및 과도상태에서 펄스카운트 방식보다 실제속도가 안정적으로 제어되고 있음을 알 수 있다.



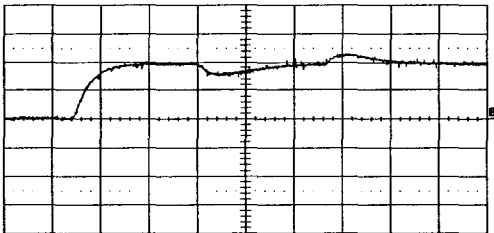
(a) Speed response waveform(1(rpm/div), 1(s/div))



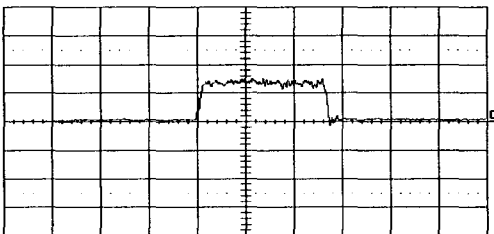
(b) Q-axis current waveform (1(A/div), 1(s/div))

그림 13. 제안한 방식의 실험(무부하)

Fig. 13. Experiment of the proposed method(No load)



(a) Speed response waveform(1(rpm/div), 1(s/div))



(b) Q-axis current waveform (10(A/div), 1(s/div))

그림 14. 제안한 방식의 실험(30[%]부하)

Fig. 14. Experiment of the proposed method (30[%] load)

그림 14(a)는 그림 13(a)과 동일한 조건 일 때 정

상상태에서 부하를 정격 토크의 30[%]인 200[Nm]을 인가하였다가 제거하였을 경우에 속도 응답파형이다. 그림 14(b)는 이러한 조건하에서의 토크성분전류인 Q축 전류파형이다.

그림 14(a)에서는 속도 변동이 약 0.5[rpm]정도 발생하고, 회복시간이 약 1.5초가 걸림을 알 수 있다.

실험결과에서 제안한 알고리즘이 정상상태 및 과도상태에서 펄스카운트 방식보다 실제속도가 안정적으로 제어되고, 부하 인가시에는 속도 변동 폭을 줄일 수 있었다.

6. 결론

본 논문에서는 영구자석형 동기전동기의 저속도 영역에서 제어 특성을 개선하기 위해 축소차원 상태방정식을 이용한 전차원 관측기를 제안하여 다음의 결과를 얻었다.

- 1) 속도지령을 정격 속도의 1[%]인 1.9[rpm]에서 펄스 카운트 방식과 제안한 방식을 비교 하였을 경우 정상상태 및 과도상태에서 안정적으로 동작함을 확인하였다.
- 2) 부하를 정격 토크의 30[%]인 200[Nm]를 일정 속도 1.9[rpm]에서 인가하였다가 제거 하였을 경우 펄스카운트 방식은 약 6[rpm]정도의 속도 변동이 발생하였으나, 제안한 알고리즘은 약 0.5[rpm]으로 속도변동 폭이 작아진다.

펄스카운트 방식으로만 속도를 측정하는 절대 엔코더 방식의 경우 제안한 알고리즘을 적용하면 정상상태 및 과도상태에서 안정적인 운전과 부하토크인 외란토크를 추정하여 전향보상 할 경우에는 속도 변동 폭을 작아지게 할 수 있다.

이 논문은 산업자원부에서 시행한 전력산업 인프라구축 지원사업으로 수행된 논문입니다.

References

- [1] Dae-Woong Chung, Hyung-Min Ryu, Young-Min Lee, Lo-Won Kang, Seung-Ki Sul, Seok-Joo Kang, Jung-Ho Song, Joong-Seok Yoon, Kil-Haeng Lee, Jong-Ho Suh, "Drive Systems for High-Speed Gearless Elevators" ,

IEEE Industry Applications Magazine, 2001. 09.

- [2] Heui-Wook Kim, Seung-Ki Sul, "A New Motor Speed Estimator using Kalman Filter in Low Speed Range." Industrial Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 43, Issue: 4 , Aug. pp.498 ~ 504, 1996.
- [3] 설승기, "전기기기 제어론" 도서출판 브레인 코리아, pp.84 ~ 104, 2002.
- [4] Bimal K. Boss, "Modern Power Electronics and AC Drives." PHI PTR, pp.386 ~ 396, 2001.
- [5] Katsuhiko Ogata , "Modern Control Engineering." PHI PTR, 3rd, pp.797 ~ 849, 2000.

◇ 저자소개 ◇

유재성 (柳在成)

1975년 9월 2일생. 2002년 2월 서울산업대학교 전기공학과 졸업. 2004년 2월 성균관대학교 대학원 에너지 시스템공학과 졸업(석사). 현재 성균관대학교 대학원 에너지 시스템공학과 박사과정.

전범수 (田凡洙)

1977년 12월 25일생. 2002년 2월 순천향대학교 제어계측 공학과 졸업. 2004년 2월 성균관대학교 대학원 전기전자공학과 졸업(석사). 현재 신성 ENG 근무.

황선모 (黃善謨)

1977년 10월 20일생. 2003년 성균관대학교 정보통신공학부 졸업. 현재 성균관대학교 대학원 전기전자공학과 석사과정.

김연충 (金淵忠)

1970년 2월 14일생. 1995년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기전자 및 컴퓨터공학부 졸업(박사). 현재 (주)팩테크 차장.

이상석 (李相錫)

1959년 5월 20일생. 1987~1993년 일진전기(주). 1993년 ~1995년 렉스 산전(주) 개발실장. 1995~1998년 (주)파워테크 개발실장. 현재 (주)팩테크 대표이사.

원충연 (元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1991년 12월 ~1992년 12월 미국 테네시 주립대학 전기공학과 방문교수. 현재 성균관대 전기전자 및 컴퓨터 공학과 교수. 당 학회 편수위원.